

Docket No.: 2336-202

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of

Ha Woong JEONG *et al.*

U.S. Patent Application No. -----

Filed: September 12, 2003

:
:
:
:
:
:

Group Art Unit: -----

Examiner: -----

For: SIGNAL PROCESSOR FOR USE IN ELECTRONIC COMPASS

CLAIM OF PRIORITY AND
TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT

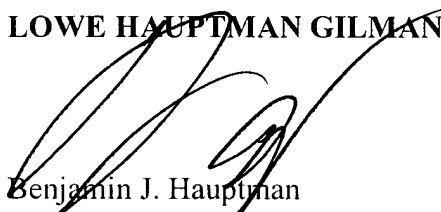
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicant hereby claims, in the present application, the priority of *Korean Patent Application No. 2003-41285, filed June 24, 2003*. The certified copy is submitted herewith.

Respectfully submitted,

LOWE HAUPTMAN GILMAN & BERNER, LLP


Benjamin J. Hauptman
Registration No. 29,310

1700 Diagonal Road, Suite 310
Alexandria, Virginia 22314
(703) 684-1111 BJH/klb
Facsimile: (703) 518-5499
Date: September 12, 2003



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원번호 : 10-2003-0041285
Application Number

출원년월일 : 2003년 06월 24일
Date of Application JUN 24, 2003

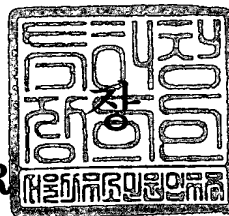
출원인 : 삼성전기주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRO-MECHANICS CO., LTD.



2003 년 08 월 28 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0008
【제출일자】	2003.06.24
【국제특허분류】	B63B 39/00
【발명의 명칭】	전자 나침반용 신호 처리기
【발명의 영문명칭】	SIGNAL PROCESSOR FOR ELECTRONIC COMPASS
【출원인】	
【명칭】	삼성전기 주식회사
【출원인코드】	1-1998-001806-4
【대리인】	
【성명】	손원
【대리인코드】	9-1998-000281-5
【포괄위임등록번호】	2002-047982-8
【대리인】	
【성명】	함상준
【대리인코드】	9-1998-000619-8
【포괄위임등록번호】	2002-047984-2
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정하웅
【성명의 영문표기】	JEONG, Ha Woong
【주민등록번호】	730611-1804722
【우편번호】	403-816
【주소】	인천광역시 부평구 부평4동 12-165
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	최원태
【성명의 영문표기】	CHOI, Won Tae
【주민등록번호】	610725-1106016
【우편번호】	449-906

【주소】	경기도 용인시 기흥읍 서천리 서그내마을 에스케이 아파트 107동 1105 호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	조한철
【성명의 영문표기】	JO,Han Chul
【주민등록번호】	730906-1038011
【우편번호】	449-843
【주소】	경기도 용인시 수지읍 상현리 쌍용아파트 713-606
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	강진용
【성명의 영문표기】	KANG,Jin Yong
【주민등록번호】	770731-1629710
【우편번호】	442-190
【주소】	경기도 수원시 팔달구 우만동 110-6
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김창현
【성명의 영문표기】	KIM,Chang Hyun
【주민등록번호】	730318-1155321
【우편번호】	449-907
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 신갈리 주공아파트 111-303
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	권오조
【성명의 영문표기】	KWON,Oh Jo
【주민등록번호】	750120-1538019
【우편번호】	442-800
【주소】	경기도 수원시 팔달구 매탄1동 172-39
【국적】	KR
【심사청구】	청구

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인
손원 (인) 대리인
함상준 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 17 면 17,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 8 항 365,000 원

【합계】 411,000 원

【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 아날로그 신호처리 과정에서 발생하는 오프셋전압(offset voltage)을 제어하고, 신호 증폭비를 자동으로 제어하는 전자 나침반용 신호 처리기를 제공하는데 그 목적이 있다.

본 발명은, 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 증폭하고, 이 증폭 과정에서 발생하는 오프셋전압(V_{os}) 및 신호의 진폭(A)을 제어하는 아날로그 신호 처리기(52); 상기 아날로그 신호 처리기(52)로부터의 아날로그 신호(V_{adc})(V_{adcx}, V_{adcy})를 디지털신호로 변환하는 AD 컨버터(53); 및 상기 AD 컨버터(53)로부터 입력되는 디지털신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고, 이 최대값과 최소값에 따른 오프셋제어신호(S_{oc}) 및 게인제어신호(S_{gc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 각각 출력하는 디지털 신호 처리기(54)를 구비함을 특징으로 한다.

이러한 본 발명에 의하면, 오프셋 제어 및 게인 제어를 통해서 AD 컨버터에 입력되는 신호의 레벨을 기준전압 범위내로 유지할 수 있는 효과가 있다

【대표도】

도 5

【색인어】

전자 나침반, 전자 컴퍼스, 신호 처리기, 오프셋제어, 이득제어

【명세서】

【발명의 명칭】

전자 나침반용 신호 처리기{SIGNAL PROCESSOR FOR ELECTRONIC COMPASS}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 종래 전자 나침반용 신호 처리기의 구성도이다.

도 2는 도 1의 AD 컨버터(13)의 입력신호 파형도이다.

도 3의 (a) 내지 (c)는 입력신호의 옵셋발생, 보정 및 방위각 오차발생 파형도이다.

도 4의 (a) 내지 (c)는 입력신호의 게인 오차발생, 보정 및 방위각 오차발생 파형도이다.

도 5는 본 발명에 따른 전자 나침반용 신호 처리기의 구성도이다.

도 6은 본 발명에 따른 아날로그 신호처리기의 구성도이다.

도 7은 도 6의 옵셋 제어부의 회로도이다.

도 8은 도 7의 옵셋제거용 전압($V_{REF}+V_c$)의 가변범위 설명도이다.

도 9는 도 6의 게인 제어부의 회로도이다.

도 10의 (a) 및 (b)는 옵셋발생된 신호 및 옵셋보정된 신호 파형도이다.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명 *

51 : 지자기 센서 52 : 아날로그 신호 처리기

53 : AD 컨버터 54 : 디지털 신호 처리기

61 : 초퍼 62 : 입력 증폭기

63 : 저역통과필터 64 : 옵셋 제어부

65 : AGC 증폭기

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<17> 본 발명은 전자나침반(전자나침반용 집적회로)용 신호 처리기에 관한 것으로, 특히 아날로그 신호처리 과정에서 발생하는 옵셋전압(offset voltage)을 제어하고, 신호 증폭비를 자동으로 제어함으로써, 옵셋 제어 및 게인 제어를 통해서 AD 컨버터에 입력되는 신호의 레벨을 기준전압 범위내로 유지할 수 있어 기울임 보상에도 적용가능하고, 지자기 센서 신호의 게인제어를 통해 센서 수율을 높일 수 있으며, 방위각 계산시 오차 발생을 최소화 할 수 있는 전자 나침반용 신호 처리기에 관한 것이다.

<18> 일반적으로, 선박의 항로 및 위치 등을 파악하여 운항하는데 있어 방위각은 대단히 중요하며, 수 백년 전부터 자석의 지북성을 이용하여 방위각을 측정하여 왔으며, 그 대표적인 장치로는 자기 컴퍼스(Magnetic compass)와 자이로 컴퍼스(Gyrocompass)를 들 수 있다. 즉, 자기 컴퍼스는 지자기의 성질을 이용한 방

위각 측정장치로써 그 원리는 간단하나 지자기 분포의 왜곡 등으로 정밀도가 떨어지며, 특히 최근에 들어 소형 유람선과 소형 어선 등은 날을 거듭할수록 내,외장 및 기능이 근대화, 하이 테크화 되어가고 있어 기능면에서 부족할 뿐만 아니라 자기 컴퍼스로부터의 선수각 정보를 타 전자장치에서 이용할 수 없는 문제점을 안고 있다.

<19> 또한, 다른 방위 측정장치로서 자이로 컴퍼스가 있으나, 이는 자기 컴퍼스에 비해 정밀도에 있어서 탁월하나 매우 고가일 뿐만 아니라 기동 준비 시간이 길어서 연근해 소형 어선 및 레저용 보트와 같이 항,포구를 빈번히 입출항 해야하는 선박에는 적합하지 않은 문제점을 안고 있는 것이다. 상기와 같은 문제점들을 충족시킬 수 있도록 개발된 것이 전자기 컴퍼스(Electro Magnetic Compass)이며, 이러한 전자자기 컴퍼스는 구미에서 오래 전부터 개발되어 시판 사용되고 있다.

<20> 이와 같은 전자기 컴퍼스(이하, 전자 나침반이라 한다)는 기본적으로 지자기의 방위를 검출하여 전기적인 신호로 변환하는 센서부와, 센서에 의한 신호에 기초해서 방위각을 연산 처리하는 신호처리부와, 그리고 상기 방위각을 표시하는 표시부로 구성되는데, 상기 지자기를 검출하는 방위센서는 플럭스 밸브(flux valve)를 사용하며, 이 플럭스 밸브는 플럭스 게이트(flux gate)라 불리우는 X-Y 직교 코일이 이용된다. 그리고, 신호 처리부에서는 방위각을 연산 처리한다. 또한, 표시부는 상기 연산처리된 방위각을 표시한다.

<21> 이러한 전자 나침반에 적용되는 종래의 신호 처리기는 도 1에 도시된 바와 같다.

<22> 도 1은 종래 전자 나침반용 신호 처리기의 구성도이다.

<23> 도 1을 참조하면, 종래의 전자 나침반용 신호 처리기는 지자기에 의해, 즉 센서(flux-gate sensor)가 놓여진 방위각(Rotating angle)에 따라서 구동신호가 유겨된 구형파(sin 또는 cosine wave)의 전압을 검출하는 지자기 센서부(11)와, 상기 지자기 센서부(11)로부터의 x축 및 y축의 신호(S_x, S_y)를 각각 필터링 및 증폭하는 아날로그 신호 처리부(12)와, 상기 아날로그 신호 처리부(12)로부터의 전압(V_{adcx}, V_{adcy})을 디지털신호로 각각 변환하는 AD컨버터(13)와, 상기 AD컨버터(13)로부터의 두 디지털신호로부터 방위각을 검출하는 디지털 신호 처리부(14)로 이루어져 있다.

<24> 도 2는 도 1의 AD 컨버터(13)의 입력신호 파형도이다.

<25> 도 2를 참조하면, 상기 AD컨버터(13)에 입력되는 두 전압(V_{adcx}, V_{adcy})은 이상적으로는 옴셋전압없이 기준전압의 범위(예; $\pm 500\text{mV}$)내로 입력되고, 두 전압(V_{adcx}, V_{adcy})을 이용하여 상기 디지털 신호 처리부(14)에서는 하기 수학식 1에 따라 방위각(θ)을 구한다.

<26>

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{adc y}}{V_{adc x}} \right)$$

【수학식 1】

<27> 그런데, 센서가 완벽한 평면상에 놓이지 못하여 어느 한쪽으로 기울어지는 경우에는 상기 AD컨버터(13)로 입력되는 전압(V_{adc})($V_{adc x}$ 또는 $V_{adc y}$)의 진폭이 상기 AD컨버터(13)의 기준전압 범위를 벗어나는 문제점이 있고, 또한 아날로그 신호처리부의 내부에 존재하는 옴셋전압에 의해서 상기 AD컨버터(13)로 입력되는 전압(V_{adc})($V_{adc x}$ 또는 $V_{adc y}$)이 상기 AD컨버터(13)의 기준전압 범위를 벗어나는 문제점이 있다.

<28> 이러한 종래의 방식은 상기 아날로그 신호처리부가 고정된 증폭비를 가지고 있어 신호 진폭을 적절히 조정할 수 없고, 또한 상기 아날로그 신호처리부의 내부에서 옴셋전압이 발생되고, 특히 사용 환경에 따른 지자기의 세기가 변할 때에도 옴셋전압이 발생된다. 이와 같이 입력신호가 AD 컨버터의 입력 범위를 벗어나는 출력이 나타나면 방위각 계산에 있어서 매우 큰 오차를 발생시킨다.

<29> 상기 두 전압중 적어도 하나의 전압에 옴셋이 발생하는 경우, 또는 큰 진폭을 갖는 경우에 대한 각 문제점을 도 3 및 도 4를 참조하여 설명한다.

<30> 도 3의 (a) 내지 (c)는 입력신호의 옴셋발생, 보정 및 방위각 오차발생 파형도이다.

- <31> 도 3의 (a)에 도시된 바와 같이 입력신호에 옴셋이 발생된 경우에는, 도 3의(b)와 같이 옴셋에 대한 신호보정을 수행하는데, 이는 도 3의 (c)에 도시된 바와 같이 방위각에 오차가 발생됨을 알 수 있다.
- <32> 즉, 상기 아날로그 신호처리부에서 옴셋전압이 발생하였을 경우, 도 3의 (a)에 도시된 바와 같이 AD 컨버터의 입력 범위를 벗어나는 V_{adc} 출력이 발생할 수 있으며, 이때, 디지털 신호처리부에서 도 3의 (a)의 V_{adc} 출력에 대해 방위각 계산을 위해 동일한 진폭을 갖도록 보정(Calibration)을 하게 된다. 이때 상기 AD 컨버터의 입력 범위를 벗어나는 V_{adc} 에 대해서는 도 3의 (b)와 같이 제거되다. 상기 수학식 1을 통해 방위각을 계산했을 때 도 3의 (c)와 같은 방위각 오차가 발생하게 된다. 이 오차는 AD 컨버터의 입력 범위를 초과하는 V_{adc} 가 증가하면 더욱더 증가하게 된다.
- <33> 도 4의 (a) 내지 (c)는 입력신호의 계인 오차발생, 보정 및 방위각 오차발생 파형도이다.
- <34> 도 4의 (a)에 도시된 바와 같이 입력신호의 진폭이 너무 커지거나 작은 경우가 발생되는 경우에는, 도 4의 (b)에 도시한 바와 같이 진폭을 보정하게 되는데, 이러한 경우에는 도 4의 (c)에 도시된 바와 같이 방위각에 오차가 발생됨을 알 수 있다.

<35> 이와 같이 종래의 신호 처리기에 있어서는, 센서에서 발생하는 신호의 진폭이 너무 크거나 아날로그 신호처리부의 증폭도가 너무 크게 설정되어 있을 경우, 도 4의 (a)와 같은 V_{adc} 출력이 발생할 수 있으며, 이 경우에는 오프셋전압이 발생하지 않더라도 도 4의(a)와 같이 진폭이 AD 컨버터의 입력 범위를 벗어나게 되면 도 4의 (c)와 같은 오차를 발생시키는 문제점이 있다.

<36> 특히, 별도의 제어 없이는 상기와 같은 시스템상의 오프셋을 완전히 제거될 수 없으며, 센서의 신호 크기가 항상 일정하지는 않으므로 방위각 오차는 위에서 언급한 두 가지 문제점에 의해 복합적으로 나타나게 되는 문제점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<37> 본 발명은 상기한 문제점을 해결하기 위해 제안된 것으로, 그 목적은 아날로그 신호처리 과정에서 발생하는 오프셋전압(offset voltage)을 제어하고, 신호 증폭비를 자동으로 제어함으로써, 오프셋 제어 및 게인 제어를 통해서 AD 컨버터에 입력되는 신호의 레벨을 기준전압 범위내로 유지할 수 있어 기울임 보상에도 적용가능하고, 지자기 센서 신호의 게인제어를 통해 센서 수율을 높일 수 있으며, 방위각 계산시 오차 발생을 최소화 할 수 있는 전자 나침반용 신호 처리기를 제공하는데 있다.

【발명의 구성 및 작용】

- <38> 상기한 본 발명의 목적을 달성하기 위해서, 본 발명의 전자 나침반용 신호 처리기는
- <39> 구동신호가 방위각에 따라 유도되는 구형파 신호를 검출하는 지자기 센서부로부터의 신호를 처리하는 전자 나침반용 신호 처리기에 있어서,
- <40> 상기 지자기 센서부로부터의 신호를 증폭하고, 이 증폭 과정에서 발생하는 옴셋 전압을 옴셋제어신호에 따라 제거하고, 옴셋전압이 제거된 신호의 진폭을 게인제어신호에 따라 제어하는 아날로그 신호 처리기;
- <41> 상기 아날로그 신호 처리기로부터의 아날로그 신호를 디지털신호로 변환하는 AD 컨버터; 및
- <42> 상기 AD 컨버터로부터 입력되는 디지털신호의 최대값과 최소값을 측정하고, 이 최대값과 최소값에 따라 옴셋전압 및 진폭을 결정하여 이 결정된 옴셋전압을 제거하기 위한 상기 옴셋제어신호 및 상기 결정된 진폭을 상기 AD 컨버터의 입력범위내로 제어하기 위한 상기 게인제어신호를 상기 아날로그 신호 처리기로 각각 출력하는 디지털 신호 처리기
- <43> 를 구비함을 특징으로 한다.
- <44> 이하, 본 발명의 바람직한 실시 예가 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다.

<45> 본 발명에 참조된 도면에서 실질적으로 동일한 구성과 기능을 가진 구성요소들은 동일한 부호를 사용할 것이다.

<46> 도 5는 본 발명에 따른 전자 나침반용 신호 처리기의 구성도이다.

<47> 도 5를 참조하면, 본 발명에 따른 전자 나침반용 신호 처리기는 구동신호가 방위각에 따라 유도되는 구형파 신호를 검출하는 지자기 센서부(51)로부터의 신호를 처리하는 전자 나침반용 신호 처리기로서, 이는 상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 증폭하고, 이 증폭 과정에서 발생하는 오프셋전압(V_{os})을 오프셋 제어신호(S_{oc})에 따라 제거하고, 오프셋전압이 제거된 신호의 진폭(A)을 게인 제어신호(S_{gc})에 따라 제어하는 아날로그 신호 처리기(52)와, 상기 아날로그 신호 처리기(52)로부터의 아날로그 신호(V_{adc})(V_{adc_x}, V_{adc_y})를 디지털신호로 변환하는 AD 컨버터(53)와, 상기 AD 컨버터(53)로부터 입력되는 디지털신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고, 이 최대값과 최소값에 따라 오프셋전압(V_{os}) 및 진폭(A)을 결정하여 이 결정된 오프셋전압(V_{os})을 제거하기 위한 상기 오프셋제어신호(S_{oc}) 및 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한 상기 게인제어신호(S_{gc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 각각 출력하는 디지털 신호 처리기(54)를 포함한다.

<48> 도 6은 본 발명에 따른 아날로그 신호처리부의 구성도이다.

<49> 도 6을 참조하면, 상기 아날로그 신호 처리기(52)는 상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 검출하는 초퍼(61)와, 상기 초퍼(61)로부터의 신호를 사전에 설정된 이득으로 증폭하는 입력 증폭기(62)와, 상기 입력 증폭기(62)로부터의 신호를 사전에 설정된 저역으로 통과시키는 저역통과필터(63)와, 상기 옵셋제어 신호(S_{oc})에 따라 옵셋제거용 전압($V_{REF} + V_c$)을 생성하여 상기 입력 증폭기(62)의 입력단에 제공하는 옵셋 제어부(64)와, 상기 게인제어신호(S_{gc})에 따라 증폭 이득(A_v)이 설정되고, 이 설정된 이득(A_v)으로 상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 증폭하는 AGC 증폭부(65)를 포함한다.

<50> 그리고, 상기 디지털 신호 처리기(54)는 상기 AD 컨버터(53)로부터의 디지털신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고, 상기 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})의 평균값으로 옵셋전압(V_{os})을 결정하고, 또한 상기 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})과의 차이값으로 진폭(A)을 결정하며, 상기 결정된 옵셋전압(V_{os})을 제거하기 위한 옵셋제어신호(S_{oc})와, 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한 게인제어신호(S_{gc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 출력하도록 이루어진다.

<51> 상기 옵셋 제어부(64)는 상기 옵셋제어신호(S_{oc})에 따라 내부 저항값이 가변되고, 이 가변 저항값에 따라 옵셋 제거용 전압($V_{REF} + V_c$)을 생성하도록 이루어진다.

<52> 도 7은 도 6의 옵셋 제어부의 회로도이다.

<53> 도 7을 참조하면, 상기 옵셋 제어부(64)는 베이스전압(VBG)을 입력으로 하는 반전 입력단과, 저항(R)을 통해 접지로 연결된 비반전 입력단과, 동작전압(Vdd)단에 연결된 출력단을 갖는 연산증폭기(64A)와, 상기 연산증폭기(64A)의 출력단과 비반전 입력단 사이에 직렬로 접속한 복수의 저항(R1-RN)을 포함하는 저항 체인부(64B)와, 상기 저항 체인부(64B)의 각 저항에 병렬로 접속되고, 상기 옵셋제어 신호에 따라 온/오프 되는 복수의 스위치(SW1-SWN)를 포함하는 스위칭부(64C)를 포함한다. 상기 AGC 증폭부(65)는 고정 저항값과 상기 게인제어신호에 따라 가변되는 가변 저항값에 의해 결정되는 이득으로 입력되는 신호를 증폭하도록 이루어진다.

<54> 도 8은 도 7의 옵셋제거용 전압($V_{REF}+V_c$)의 가변범위 설명도이다.

<55> 도 8을 참조하면, 상기 옵셋제거용 전압($V_{REF}+V_c$)의 가변범위는 상기 베이스전압(VBG)에서 최대전압(V_{max})이다.

<56> 도 9는 도 6의 게인 제어부의 회로도이다.

<57> 도 9를 참조하면, 상기 AGC 증폭부(65)는 연산증폭기(65A), 입력 저항부(65B) 및 피드백 저항부(65C)를 포함하고, 상기 연산증폭기(65A)는 상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 입력받는 비반전 입력단과, 기준전압(V_{REF})단을 입력받는 반전 입력단 및 출력단을 갖는다. 상기 입력 저항부(65B)는 상기 연산증폭기

(65A)의 반전 입력단과 상기 기준전압(V_{REF})단 사이에 연결된다. 그리고, 상기 피드백 저항부(65C)는 상기 반전 입력단과 상기 출력단 사이에 연결되고, 상기 게인제어신호에 따라 저항값이 가변된다. 이때, 상기 연산증폭기(65A)는 상기 입력 저항부(65B)의 저항값 및 피드백 저항부(65C)의 저항값에 의해 결정되는 이득(A_v)으로 입력되는 신호를 증폭하도록 이루어진다.

<58> 상기 AGC 증폭기(65)의 피드백 저항부(65C)는 직렬로 연결된 복수의 저항($R, R1-RM$)을 포함하는 저항 체인부(65C1)와, 상기 저항 체인부(65C1)의 각 저항($R1-RM$)에 병렬로 연결되고, 상기 게인제어신호(S_{gc})에 따라 온/오프되는 복수의 스위치($SW1-SWM$)를 포함하는 스위치부(65C2)를 포함한다.

<59> 도 10의 (a) 및 (b)는 옵셋발생된 신호 및 옵셋보정된 신호 파형도로서, 도 10의 (a)는 옵셋발생된 AD 컨버터의 입력전압의 파형도이고, 도 10의 (b)는 옵셋보정된 AD 컨버터의 입력전압의 파형도이다.

<60> 이하, 본 발명의 작용 및 효과를 첨부한 도 5 내지 도 10에 의거하여 상세히 설명한다.

<61> 도 5를 참조하면, 본 발명의 전자 나침반용 신호 처리기는 구동신호가 방위각에 따라 유도되는 구형파 신호(sin wave 또는 cosine wave)를 검출하는 지자기 센

서부(51)로부터의 신호를 처리하는 전자 나침반용 신호 처리기로서, 아날로그 신호 처리기(52), AD 컨버터(53) 및 디지털 신호 처리기(54)를 포함한다.

<62> 먼저, 상기 아날로그 신호 처리기(52)는 상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 증폭하고, 이 증폭 과정에서 발생하는 오프셋전압(V_{os})을 오프셋제어신호(S_{oc})에 따라 제거하고, 오프셋전압이 제거된 신호의 진폭(A)을 게인제어신호(S_{gc})에 따라 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어한다.

<63> 그리고, 상기 AD 컨버터(53)는 상기 아날로그 신호 처리기(52)로부터의 아날로그 신호(V_{adc})(V_{adcx}, V_{adcy})를 디지털신호로 각각 변환한다.

<64> 상기 디지털 신호 처리기(54)는 상기 AD 컨버터(53)로부터 입력되는 각 디지털 신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고, 이 최대값과 최소값에 따라 오프셋전압(V_{os}) 및 진폭(A)을 결정하여 이 결정된 오프셋전압(V_{os})을 제거하기 위한 상기 오프셋제어신호(S_{oc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 출력하고, 또한, 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한 상기 게인제어신호(S_{gc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 출력한다.

<65> 도 6을 참조하여 상기 아날로그 신호 처리기(52)에 대해서 상세히 설명한다.

<66> 먼저, 상기 아날로그 신호 처리기(52)의 초퍼(61)는 상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 검출하고, 입력 증폭기(62)는 상기 초퍼(61)로부터의 신호

를 사전에 설정된 이득으로 증폭하며, 저역통과필터(63)는 상기 입력 증폭기(62)로부터의 신호를 사전에 설정된 저역으로 통과시킨다. 그리고, 오프셋 제어부(64)는 상기 오프셋제어신호(Soc)에 따라 오프셋제거용 전압(V_{REF+Vc})을 생성하여 상기 입력 증폭기(62)의 입력단에 제공하고, AGC 증폭부(65)는 상기 게인제어신호(Sgc)에 따라 증폭 이득(A_v)이 설정되고, 이 설정된 이득(A_v)으로 상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 증폭한다.

<67> 한편, 상기 아날로그 신호처리부(52)에서 출력되어 상기 AD 컨버터(53)로 입력되는 전압(V_{adc})에 대해서 수식으로 전개하면 하기 수학식 2 및 3와 같이 된다.

<68>

$$V_{adc} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \left[\frac{R_2}{R_1} * (V_{N1} - V_{N2}) + V_{REF} + V_C - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * V_{OS1} - \frac{R_4}{R_3} * V_{OS2}\right]$$

【수학식 2】

<69>

$$V_{adc} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \frac{R_2}{R_1} * (V_{N1} - V_{N2}) + V_{REF} + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_C - \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * V_{OS1} - V_{OS2}\right]$$

【수학식 3】

<70> 상기 수학식 3에서, 상기 오프셋 제어부(64)에서 오프셋전압 제거를 위해서, 상기 오프셋제어신호에 따라 가변되는 전압(V_c)과 오프셋전압(V_{os})(V_{os1}, V_{os2})에 대한 항목이 영(ZERO)라고 가정하면, 이 가정에 의한 수식은 하기 수학식 4와 같이 되고, 오프셋전압이 제거된 전압(V_{adc})은 하기 수학식 5와 같이 된다.

<71>

$$V_C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * V_{OS1} - V_{OS2}$$

【수학식 4】

<72>

$$V_{adc} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \frac{R_2}{R_1} * (V_{N1} - V_{N2}) + V_{REF}$$

【수학식 5】

<73> 도 6을 참조하면, 입력 증폭기(62)(Amp1) 및 AGC 증폭기(65)(Amp2)의 경우, 반도체 제조 공정 및 설계상의 부정합으로 인해 수십 mV까지의 오프셋전압(Vos)(Vos1, Vos2)이 발생할 수 있고, 이러한 오프셋전압(Vos1, Vos2)은 증폭비가 큰 시스템에 사용될 경우 오프셋전압이 증폭되어 도 3의 (a)에 도시된 바와 같은 문제점이 발생된다.

<74> 또한, 상기 디지털 신호 처리기(54)는 상기 AD 컨버터(53)로부터의 디지털신호의 최대값(Vadc_max)과 최소값(Vadc_min)을 측정하고, 상기 최대값(Vadc_max)과 최소값(Vadc_min)의 평균값으로 오프셋전압(Vos)을 결정하고, 또한 상기 최대값(Vadc_max)과 최소값(Vadc_min)과의 차이값으로 진폭(A)을 결정하며, 상기 결정된 오프셋전압(Vos)을 제거하기 위한 오프셋제어신호(Soc)와, 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한 게인제어신호(Sgc)를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 출력한다.

<75> 그리고, 상기 수학식 4가 성립되도록 상기 오프셋제어부(64)에서 'Vc' 전압을 조정하면, 상기 아날로그 신호처리부의 출력은 V_{REF} 의 직류 전압을 기준으로 지

자기 신호를 증폭하기 때문에 오프셋전압이 발생하지 않게 된다. 이때 V_{REF} 의 조정은 먼저 전자나침반 모듈을 한 바퀴 이상 회전시켰을 때 발생하는 V_{adc} 값의 최대치(V_{adc_max}) 및 최소치(V_{adc_min})를 각각 측정하고 그 평균값에서 V_{REF} 전압을 뺀 값에서 AGC증폭기(65)의 증폭비(A_{v2})로 나눈 값이 'Vc'가 되는데, 이는 하기 수학식 6와 같다.

<76>

$$V_C = [V_{REF} - \frac{(V_{adc_max} + V_{adc_min})}{2}] * \frac{1}{A_{v2}}$$

【수학식 6】

<77> 상기 수학식 6에서 계산된 'Vc'값을 디지털 값으로 환산하여 상기 디지털 신호처리부(54)가 오프셋제어신호(Soc)를 오프셋 제어 레지스터(offset control register)에 저장되고 그 저장된 오프셋제어신호는 상기 오프셋제어부(64)로 입력되고, 상기 오프셋제어부(64)는 상기 입력증폭기(62)의 입력단에, $V_{REF} + V_C$ 를 생성하여 제공하면 시스템의 오프셋이 제거된다.

<78> 그리고, 진폭(V_{p-p})계산 과정에 대해서 다시 설명하면, 전자나침반 모듈을 한바퀴 이상 회전시켰을 때 발생하는 V_{adc} 값의 최대치(V_{adc_max}) 및 최소치(V_{adc_min})를 측정하고, 이때, 상기 진폭(A)은 상기 최대치(V_{adc_max}) 및 최소치(V_{adc_min})와의 차이값값($V_{p-p_current} = V_{adc_max} - V_{adc_min}$)으로 구한다. 상기 진폭(A)($V_{p-p_current}$)을 디지털 값으로 환산하여 목표게인($Gain_{target}$)을 계산하고

그 값을 게인제어신호(Sgc)로 하여 게인 제어 레지스터(gain control register)에 저장한다. 이와 같이 저장된 게인제어신호(Sgc)는 AGC 증폭기(65)의 R4를 제어하여 상기 AGC 증폭기의 증폭이득이 조절된다.

<79> 도 7을 참조하면, 상기 옵셋 제어부(64)는 상기 옵셋제어신호(Soc)에 따라 내부 저항값(R4)이 가변되고, 이 가변 저항값(R4)에 따라 옵셋 제거용 전압($V_{REF} + V_c$)을 생성하는데, 이에 대해서 구체적으로 설명하면 다음과 같다.

<80> 상기 옵셋 제어부(64)의 스위칭부(64C)의 각 스위치(SW1-SWN)는 상기 옵셋제어신호에 따라 온/오프 되고, 이에 따라 상기 옵셋 제어부(64)의 저항 체인부(64B)의 각 저항중에서 해당 스위치가 오프된 저항들의 합저항값이 결정되고, 이 합저항값에 의해서 연산증폭기(64A)로 입력되는 베이스전압(VBG)에서 합저항값에 따라 증가되는 전압을 옵셋제거전압($V_{REF} + V_c$)으로 생성한다.

<81> 도 7을 참조하여 옵셋 제어부(64)에 대해서 자세히 설명한다.

<82> 도 7의 연산증폭기(64A)의 양단의 전압이 같아지도록 피드백 제어가 이루어지는데, 이때 저항(R)에 흐르는 전류(I)에 의해 상기 베이스전압(VBG)은 $V_{BG} = V_p = I \cdot R$ 가 된다. 여기서, 상기 베이스전압(VBG: (Bandgap Reference Voltage)은 전원 및 온도 변화가 가해져도 전압값이 일정한 기준전압이다.

<83> 도 7에서, 전류(I)는 항상 일정한 값을 가지게 되고, 시스템 오프셋(System offset)을 제거하기 위한 ' V_{REF+Vc} '는 하기 수학식 7과 같이 구해진다.

<84>

$$\begin{aligned} V_{REF} + Vc &= I * (RN + RN-1 + RN-2 + RN-3 \cdots + R1 + R) \\ &= I * R + I * (RN + RN-1 + RN-2 + RN-3 \cdots + R1) \\ \text{【수학식 7】} \quad &= VBG + I * (RN + RN-1 + RN-2 + RN-3 \cdots + R1) \end{aligned}$$

<85> 상기 수학식 7에서, 상기 각 저항(R1-RN)에 병렬로 연결된 각 스위치(SW1-SWN)를 온/오프시키기 위해서, 상기 오프셋제어신호(Soc)가 N비트로 이루어지고, 각 비트의 설정에 따라 각 스위치(SWN-SW1)를 온/오프시킴으로서, 상기 오프셋제거용 전압(V_{REF+Vc})을 조정할 수 있다.

<86> 상기 수학식 7에서, 저항 체인부(64b)의 각 저항(RN, RN-1, RN-2, ..., R1)은 ' $R2=2*R1$, $R3=2*R2=4*R1$ ' 등으로 ' $RN=2^{N-1}*R1$ '을 만족하도록 설정할 수도 있고, 또는 동일한 값을 갖도록 설정할 수도 있다.

<87> 도 8은 도 7의 오프셋제거용 전압(V_{REF+Vc})의 가변범위 설명도이다.

<88> 도 8을 참조하면, 상기 오프셋제거용 전압(V_{REF+Vc})의 가변범위는 상기 베이스전압(VBG)에서 최대전압(V_{max})이고, 여기서, 상기 VBG는 V_{REF} 보다 낮으며 예를 들면, 대략 $V_{REF}/2$ 정도이고, 상기 최대전압(V_{max})은 V_{REF} 보다 높으며, 예를 들면, V_{REF} 의 1.5배($1.5V_{REF}$)정도이다.

<89> 그 다음, 상기 AGC 증폭부(65)는 고정 저항값과 상기 게인제어신호에 따라 가변되는 가변 저항값에 의해 결정되는 이득으로 입력되는 신호를 증폭하는데, 이에 대해서는 도 9를 참조하여 자세히 설명한다.

<90> 도 9를 참조하면, 상기 AGC 증폭부(65)의 피드백 저항부(65C)는 상기 게인제어신호에 따라 저항값이 가변되고, 이 가변저항값과 입력 저항부(65B)의 저항값에 의해 증폭이득(A_v)이 결정되고, 상기 AGC 증폭부(65)는 상기 결정된 증폭이득으로 상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 증폭한다.

<91> 상기 AGC 증폭기(65)의 피드백 저항부(65C)의 스위치부(65C2)의 각 스위치(SW1-SWM)는 상기 게인제어신호(S_{gc})에 따라 온/오프되고, 이때, 스위치가 오프된 상기 AGC 증폭기(65)의 저항 체인부(65C1)의 저항들의 합저항(R_4)이 결정된다.

<92> 상기 합저항(R_4)에 대해서 설명하면, 상기 AGC 증폭기(65)의 게인제어를 위한 이득제어를 위한 합저항(R_4)의 저항값은 하기 수학식 8에 의해 구해진다.

<93> **【수학식 8】** $R_4 = R + (R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_{N-2} + R_{N-1} + R_M)$

<94> 상기 AGC증폭기(65)의 게인제어를 위한 피드백저항부(65C)의 저항체인부(65C1)의 각 저항(R1-RM)에 병렬로 연결된 스위칭부(65C2)의 스위치(SW1-SWM) 각각의 온/오프를 제어하기 위한 게인제어신호(Sgc)가 N비트로 구성된 게인 제어 레지스터에 저장된 각 비트의 설정에 따라 상기 각 스위치(SW1-SW1)를 온/오프함으로써 상기 합저항(R4)의 저항값을 조정할 수 있다.

<95> 예를 들어, 상기 저항체인부(65C1)에서, $R=3 \times R3$, $R1=0.25 \times R3$ 등으로 $R_N = 2^{N-1} \times R1$ 가 성립하도록 설정하면, 0.25배씩 이득을 제어할 수 있게 된다. 이때, 상기 AGC 증폭기(65)의 이득(Av2)은 ' $Av2 = 1 + (3 + 0.25 \times GC)$ '과 같다.

<96> 이러한 AGC 증폭기(65)의 동작에 대해서 다시 설명하면, 도 10의(b)에서 출력 진폭은 ' $V_{p-p}=V_{adc_max}-V_{adc_min}$ '으로 정의되어지고, 일반적으로 외부 자계의 영향이 없는 상태에서 측정되어지는 지자기는 0.3Gauss 정도의 값을 가지나, 외부 자계 및 센서에 기울임(tilt)이 가해지면 1가우스(Gauss)까지 지자기가 센서에 가해질 수 있다.

<97> 따라서 기울임 보상을 고려하면 V_{adc} 의 범위는 AD 컨버터의 기준전압(V_{adc_REF})의 1/3 정도의 값을 가져야 한다. 그렇지 않으면 종래와 같이 도 4의 (a)에 도시된 바와 같은 파형을 초래할 수 있다. 또한 방위각 계산시에는 X,Y 축의 전압값의 V_{p-p} 가 상기 AD 컨버터의 입력범위에 들어오도록 보정(Calibration)하는 과정

을 거치게 된다. 이때에 X,Y 축의 V_{p-p} 범위가 다르게 될수록 보정시에 오차가 커지게 되므로, V_{p-p} 는 $1/3 \cdot V_{adc_REF}$ 또는 그 이하의 값으로 고정 출력되게 조정되어져야 한다.

<98> 전술한 바와 같은 본 발명의 신호 처리기는 전자 나침반과 같이 지자기 센서의 2축 센싱신호를 AD 변환하는 신호처리기에 적용된다.

【발명의 효과】

<99> 상술한 바와 같은 본 발명에 따르면, 아날로그 신호처리 과정에서 발생하는 오프셋전압(offset voltage)을 제어하고, 신호 증폭비를 자동으로 제어함으로써, 오프셋 제어 및 게인 제어를 통해서 AD 컨버터에 입력되는 신호의 레벨을 기준전압 범위내로 유지할 수 있어 기울임 보상에도 적용가능하고, 지자기 센서 신호의 게인제어를 통해 센서 수율을 높일 수 있으며, 방위각 계산시 오차 발생을 최소화할 수 있는 효과가 있다.

<100> 이상의 설명은 본 발명의 구체적인 실시 예에 대한 설명에 불과하고, 본 발명은 이러한 구체적인 실시 예에 한정되지 않으며, 또한, 본 발명에 대한 상술한 구체적인 실시 예로부터 그 구성의 다양한 변경 및 개조가 가능하다는 것을 본 발명이 속하는 기술분야의 통상의 지식을 가진 자는 쉽게 알 수 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

구동신호가 방위각에 따라 유도되는 구형파 신호를 검출하는 지자기 센서부(51)로부터의 신호를 처리하는 전자 나침반용 신호 처리기에 있어서,

상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 증폭하고, 이 증폭 과정에서 발생하는 오프셋전압(V_{os})을 오프셋제어신호(S_{oc})에 따라 제거하고, 오프셋전압이 제거된 신호의 진폭(A)을 게인제어신호(S_{gc})에 따라 제어하는 아날로그 신호 처리기(52);

상기 아날로그 신호 처리기(52)로부터의 아날로그 신호(V_{adc})(V_{adcx}, V_{adcy})를 디지털신호로 변환하는 AD 컨버터(53); 및

상기 AD 컨버터(53)로부터 입력되는 디지털신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고, 이 최대값과 최소값에 따라 오프셋전압(V_{os}) 및 진폭(A)을 결정하여 이 결정된 오프셋전압(V_{os})을 제거하기 위한 상기 오프셋제어신호(S_{oc}) 및 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한 상기 게인제어신호(S_{gc})를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 각각 출력하는 디지털 신호 처리기(54)

를 구비함을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 아날로그 신호 처리기(52)는

상기 지자기 센서부(51)로부터의 신호(S_x, S_y)를 검출하는 초퍼(61);

상기 초퍼(61)로부터의 신호를 사전에 설정된 이득으로 증폭하는 입력 증폭기(62);

상기 입력 증폭기(62)로부터의 신호를 사전에 설정된 저역으로 통과시키는 저역통과필터(63); 및

상기 옵셋제어신호(S_{oc})에 따라 옵셋제거용 전압($V_{REF} + V_c$)을 생성하여 상기 입력 증폭기(62)의 입력단에 제공하는 옵셋 제어부(64); 및

상기 게인제어신호(S_{gc})에 따라 증폭 이득(A_v)이 설정되고, 이 설정된 이득(A_v)으로 상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 증폭하는 AGC 증폭부(65)

를 포함하는 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 디지털 신호 처리기(54)는

상기 AD 컨버터(53)로부터의 디지털신호의 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})을 측정하고,

상기 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})의 평균값으로 옵셋전압(V_{os})을 결정하고, 또한 상기 최대값(V_{adc_max})과 최소값(V_{adc_min})과의 차이값으로 진폭(A)을 결정하며,

상기 결정된 옵셋전압(V_{os})을 제거하기 위한 옵셋제어신호(S_{oc})와, 상기 결정된 진폭(A)을 상기 AD 컨버터(53)의 입력범위내로 제어하기 위한

게인제어신호(Sgc)를 상기 아날로그 신호 처리기(52)로 출력하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 4】

제2항에 있어서, 상기 옵셋 제어부(64)는
상기 옵셋제어신호(Soc)에 따라 내부 저항값이 가변되고, 이 가변 저항값에 따라 옵셋 제거용 전압($V_{REF}+V_c$)을 생성하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 5】

제2항에 있어서, 상기 옵셋 제어부(64)는
베이스전압(VBG)을 입력으로 하는 반전 입력단과, 저항(R)을 통해 접지로 연결된 비반전 입력단과, 동작전압(Vdd)단에 연결된 출력단을 갖는 연산증폭기(64A);
상기 연산증폭기(64A)의 출력단과 비반전 입력단 사이에 직렬로 접속한 복수의 저항(R1-RN)을 포함하는 저항 체인부(64B); 및
상기 저항 체인부(64B)의 각 저항에 병렬로 접속되고, 상기 옵셋제어신호에 따라 온/오프 되는 복수의 스위치(SW1-SWN)를 포함하는 스위칭부(64C)
를 포함하는 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 6】

제2항에 있어서, 상기 AGC 증폭부(65)는

고정 저항값과 상기 게인제어신호에 따라 가변되는 가변 저항값에 의해 결정되는 이득으로 입력되는 신호를 증폭하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 7】

제2항에 있어서, 상기 AGC 증폭부(65)는

상기 저역통과필터(63)로부터의 신호를 입력받는 비반전 입력단과,

기준전압(V_{REF})단을 입력받는 반전 입력단 및 출력단을 갖는 연산증폭기(65A);

상기 연산증폭기(65A)의 반전 입력단과 상기 기준전압(V_{REF})단 사이에 연결된 입력 저항부(65B); 및

상기 반전 입력단과 상기 출력단 사이에 연결되고, 상기 게인제어신호에 따라 저항값이 가변되는 피드백 저항부(65C)를 포함하고,

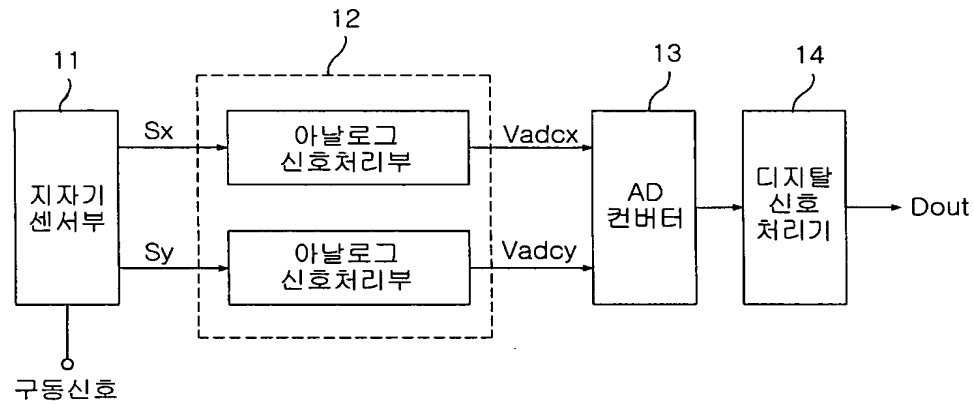
상기 연산증폭기(65A)는 상기 입력 저항부(65B)의 저항값 및 피드백 저항부(65C)의 저항값에 의해 결정되는 이득(A_v)으로 입력되는 신호를 증폭하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【청구항 8】

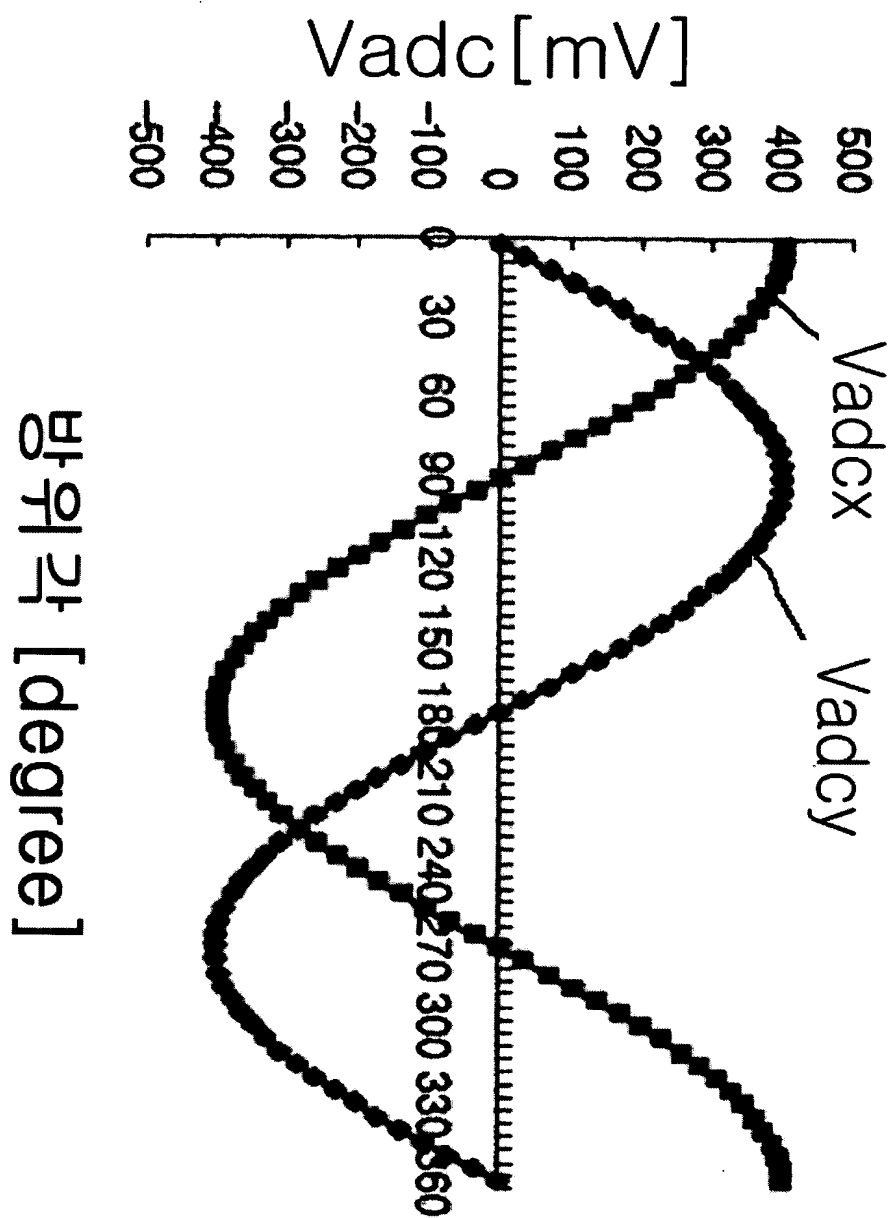
제7항에 있어서, 상기 AGC 증폭기(65)의 피드백 저항부(65C)는 직렬로 연결된 복수의 저항(R, R1-RM)을 포함하는 저항 체인부(65C1); 및 상기 저항 체인부(65C1)의 각 저항(R1-RM)에 병렬로 연결되고, 상기 게인제어신호(Sgc)에 따라 온/오프되는 복수의 스위치(SW1-SWM)를 포함하는 스위치부(65C2)를 포함하는 것을 특징으로 하는 전자 나침반용 신호 처리기.

【도면】

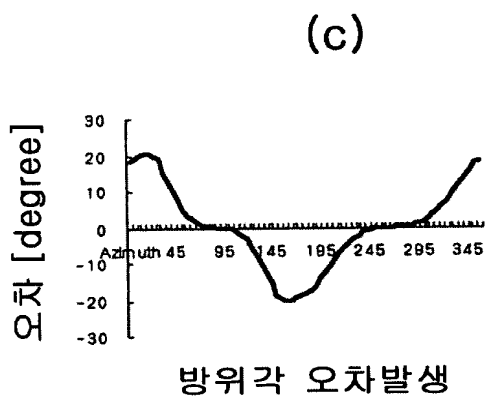
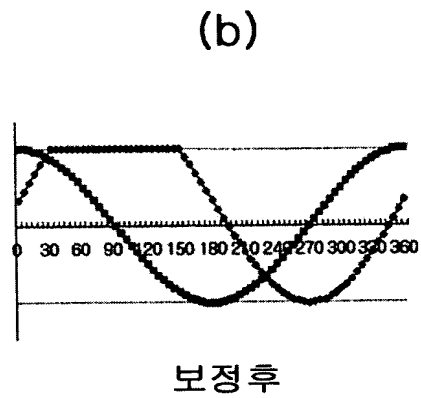
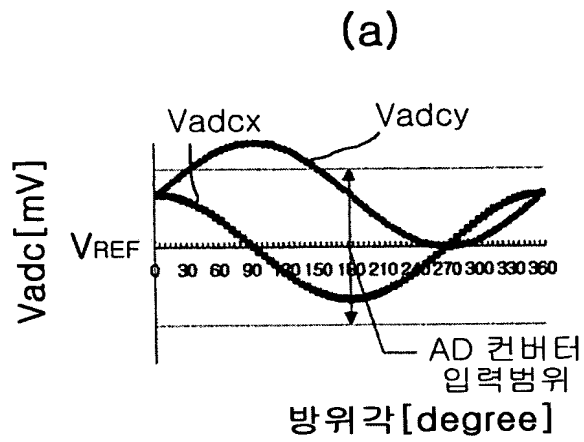
【도 1】



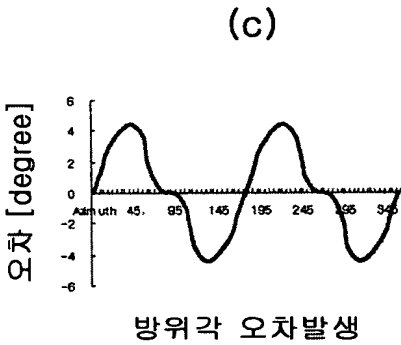
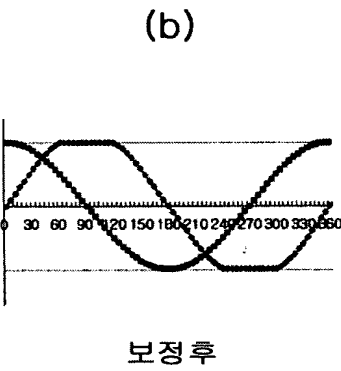
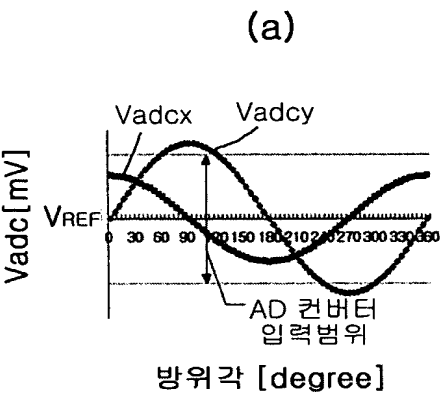
【도 2】



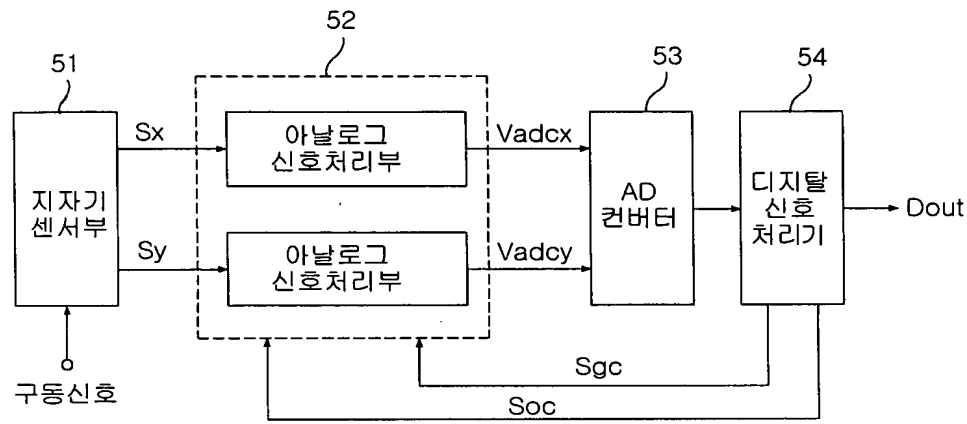
【도 3】



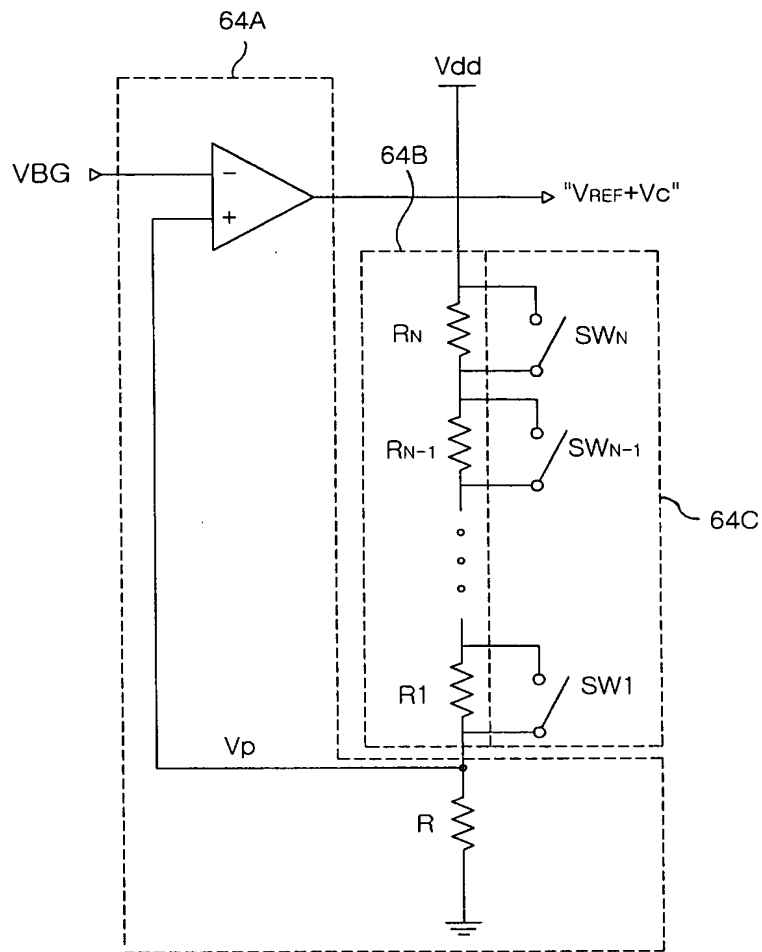
【도 4】



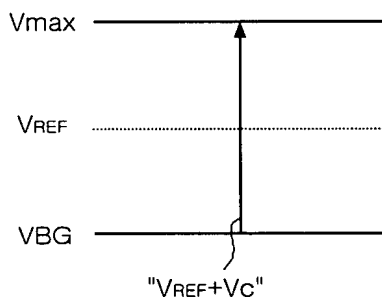
【도 5】



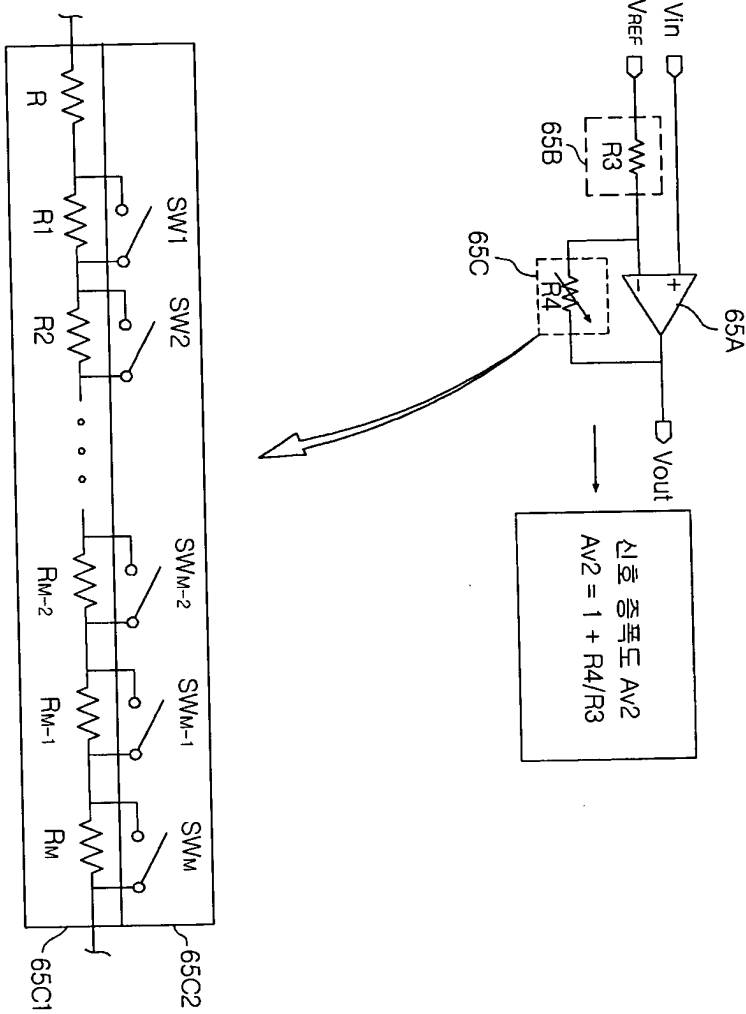
【도 7】



【도 8】

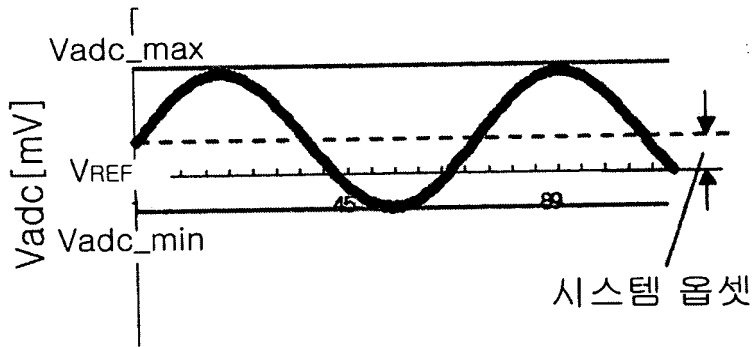


【도 9】



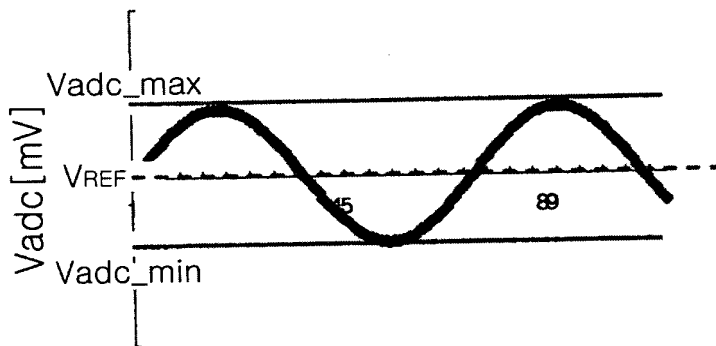
【도 10】

(a)



오프셋 계산

(b)



오프셋 보상후